



①9 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENTAMT

⑩ Offenlegungsschrift
DE 42 33 222 A 1

②① Aktenzeichen: P 42 33 222.2
②② Anmeldetag: 2. 10. 82
②③ Offenlegungstag: 7. 4. 94

⑤① Int. Cl. 5:
G 01 R 29/00
G 01 R 31/00
G 01 R 35/00
G 01 R 23/16
H 04 B 17/00

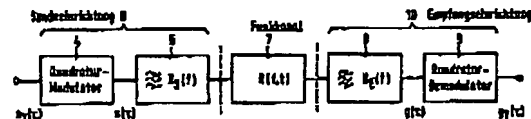
DE 42 33 222 A 1

⑦① Anmelder:
Siemens AG, 80333 München, DE

⑦② Erfinder:
Bähr, Gerhard, Dipl.-Ing. (FH), 8059 Nauching, DE;
König, Winfried, Dr.-Ing., 8044 Unterschleißheim,
DE; Mohr, Werner, Dr.-Ing., 8000 München, DE;
Ritter, Gerhard, Dipl.-Ing., 8911 Thaining, DE;
Sedlak, Gerhard, Dipl.-Ing., 8044 Unterschleißheim,
DE; Wirth, Bernhard, Dipl.-Ing. (FH), 8000 München,
DE; Baier, Paul Walter, Prof. Dr.-Ing., 6750
Kaiserslautern, DE; Felhauer, Tobias, Dipl.-Ing., 8750
Kaiserslautern, DE

⑤④ Meßsystem (Channel Sounder) zur Untersuchung von Mobilfunkkanälen

⑤⑦ Zur meßtechnischen Bestimmung der zeitvarianten Impulsantwort des Mobilfunkkanals (7) wird im Meßsystem nach der Erfindung das eine Weiterentwicklung der klassischen Korrelationsverfahren im Zeitbereich darstellende Verfahren der erwartungstreuen Optimalschätzung auf der Empfangsseite (10) eingesetzt. Es werden auf der Sendeseite (6) periodische, aus diskreten Spektrallinien bestehende Testsignale mit minimalem Crest-Faktor der komplexen Einhüllenden abgegeben. Das Meßsystem nach der Erfindung läßt sich universell bei Mobilfunk- und anderen Funkssystemen einsetzen.



DE 42 33 222 A 1

DE 42 33 222 A1

Beschreibung

Die Erfindung bezieht sich auf ein Meßsystem gemäß dem Oberbegriff des Patentanspruchs 1.

Im allgemeinen wird ein Mobilfunkkanal durch Mehrwegeausbreitung, Abschattungen und Dopplerverschiebungen des Empfangssignals durch bewegte Sender, Empfänger bzw. Streuer beeinflusst. Diese grundsätzlichen Zusammenhänge sind in Fig. 1 dargestellt, worin mit 1 eine feste Basisstation und mit 2, 3 jeweils z. B. in einem Kraftfahrzeug untergebrachte Mobilstationen bezeichnet sind. Auch Fußgänger (Handheld) können eine Mobilstation darstellen. Das Sendesignal erreicht den Empfangsort aufgrund von Reflexionen und Streuungen im Funkfeld in der Regel auf unterschiedlichen Wegen, die Laufzeit-, Amplituden- und Phasenunterschiede aufweisen. Dabei können der direkte Pfad zwischen Sender und Empfänger bzw. auch andere Pfade evtl. nur zeitweise abgeschattet sein. Durch Bewegungen im Funkkanal erfahren die Empfangssignale der einzelnen Pfade wegen der verschiedenen Einfallswinkel unterschiedliche Dopplerverschiebungen, die statt einer diskreten Frequenzverschiebung des Empfangssignals zu einem Dopplerspektrum führen. Durch diese Einflüsse ist der Funkkanal unter starkem Mehrwegeempfang nicht mehr durch ein deterministisches Modell beschreibbar. Die den Funkkanal charakterisierenden Parameter sind dann statistische Größen.

In einem Funksystem haben die Eigenschaften des Funkkanals demnach entscheidenden Einfluß auf die Qualität der Signalübertragung. Detaillierte Kenntnisse über den Funkkanal sind somit von zentraler Bedeutung. Mit Blickrichtung auf zukünftige Funksysteme — insbesondere bei Mobilfunksystemen — sind derartige Erkenntnisse z. B. für die Lösung folgender technischer Probleme erforderlich:

- Aufstellen, Überprüfen und Optimieren von Ausbreitungs- bzw. Kanalmodellen,
- Entwurf, Optimierung und Beurteilung breitbandiger, digitaler Funksysteme durch Simulation unter möglichst realistischen Bedingungen (auch für vergleichende Bewertungen) z. B. unter Verwendung eines bei Messungen gespeicherten realen Kanals bzw. abgeleiteter Kanalmodelle,
- Entwurf und Optimierung von z. B. adaptiven Entzerrern sowie von Detektions- und Signalverarbeitungsalgorithmen hoher Komplexität,
- Verbesserung der Zuverlässigkeit von Planungswerkzeugen zur Vorhersage der Funkversorgung und Zellnetzplanung (Empfangspegel, Delay-Spread, Frequency Reuse, Systemkapazität, Übertragungsqualität, Verfügbarkeit),
- Untersuchung von Problemsituationen bei der Netzinstallation in schwierigen Szenarien.

In Ergänzung zu schmalbandigen Pegelmessungen muß also für die Charakterisierung des Funkkanals im Hinblick auf Mehrwegeausbreitung, Abschattungen und Dopplerverschiebungen die komplexe Impulsantwort mit Bezug auf die zu erwartende Datenrate bzw. Hochfrequenz-Bandbreite des Funksystems dynamisch und mit ausreichender Bandbreite gemessen werden. Ein hierfür geeignetes Meßsystem wird als "Channel Sounder" bezeichnet.

Es sind bereits verschiedene Verfahren zur breitbandigen Funkkanalvermessung bekannt. Grundsätzlich erhält man die Impulsantwort eines linearen Systems durch Erregung mit einem Impuls unendlich großer Bandbreite. Zur Ermittlung der Kanal-Impulsantwort ist das sogenannte Pulsverfahren bekannt, das eine Approximation an die sendeseitige Erregung mit Impulsen unendlich großer Bandbreite darstellt (Cost 207: Digital land mobile radio communications. Commission of the European Communities, Luxembourg, 1989, Seite 70). Ein nach dem Pulsverfahren arbeitendes Meßsystem weist jedoch nur eine sehr geringe Empfindlichkeit auf, die nur mit einer Erhöhung der mittleren abgestrahlten Leistung durch Vergrößerung des Tastverhältnisses zu Lasten der zeitlichen Auflösung und einer stärkeren Frequenzabhängigkeit des Sendesignals innerhalb der Meßbandbreite bzw. durch Erhöhung der Impulsamplitude und damit einer Vergrößerung der Sendespitzenleistung gesteigert werden kann. Dieser konzeptionelle Nachteil kann durch schmalbandige Messungen im Frequenzbereich bzw. breitbandige Messungen im Zeitbereich mit speziell codierten CW-Signalen (Spread-Spectrum-Signale) und Puls-Kompressions- bzw. Korrelationsverfahren vermieden werden.

Bei der Messung der Übertragungsfunktion im Frequenzbereich (Cost 207, Seite 73) erfolgt eine schrittweise und synchrone Änderung der Sende- und Empfangsfrequenz, wobei aus der Übertragungsfunktion dann durch inverse Fourier-Transformation die Impulsantwort folgt. Aufgrund des schmalbandigen Empfangsfilters und der damit erforderlichen langen Einschwingzeiten ist mit einer hohen Meßdauer zu rechnen. Daher kann dieses Verfahren nur für stationäre Kanäle sinnvoll angewandt werden. Deshalb können aufgrund der Zeitvarianz des Mobilfunkkanals Dopplereinflüsse nicht erfaßt werden. Dieses Verfahren hat daher für die Funkausbreitungs-messung keine Bedeutung erlangt.

Mit Spread-Spectrum-Signalen und Puls-Kompressions- bzw. Korrelationsverfahren können die Vorteile eines Prozeßgewinns bezüglich des Signal/Rausch-Abstandes und damit einer größeren Empfindlichkeit sowie der Erfassung der Dopplereinflüsse aufgrund kurzer Meßzeiten verknüpft werden. Alle Pulskompressions-, Matched-Filter- und Korrelationsverfahren führen im wesentlichen eine Korrelation des Empfangssignals mit dem Sendesignal durch. Im Empfänger wird entweder als Referenz das äquivalente Tiefpaß-Sendesignal erzeugt und einem Korrelator zugeführt oder als Empfangsfilter ein Matched-Filter verwendet, das als Impulsantwort die zeitumgekehrte (und im Bandpaßfall die konjugiertkomplexe) Sendesignalfunktion besitzt. Für die Realisierung der Korrelation können beispielsweise signalangepaßte Filter oder SAW-Convolver eingesetzt werden. Sehr weite Verbreitung haben Systeme mit PN-BPSK-Signalen (PN-BPSK = Pseudonoise-Binary Phase Shift Keying) — speziell m-Sequenzen — gefunden. Sie unterscheiden sich im wesentlichen nur durch die Realisierung der eingesetzten zyklischen Korrelation. Aufgrund der Überlagerung der Korrelationsnebenzipfel, die den einzelnen Korrelationsspitzen zugeordnet sind, ist die innerhalb einer Impulsantwort erreichbare Dynamik abhängig von der Impulsantwort und im allgemeinen geringer als der Nebenzipfelabstand der Autokorrelationsfunktion

DE 42 33 222 A1

des Sendesignals (J.D. Parsons et al: "Wideband Characterisation of fading mobile radio channels" in "IEEE Proceedings", Vol. 129, 1982, Pt. E, Nr. 2, S. 209-214). Die Verwendung von Barker-Codes kann die Komplexität des dabei eingesetzten aperiodischen Korrelators wegen der begrenzten Codelänge reduziert werden. Damit sind aber der erreichbare Prozeßgewinn und die Dynamik innerhalb der Impulsantwort gegenüber längeren PN-Sequenzen deutlich geringer (J.P. de Weck et al: "Real-Time ML Estimation of very Frequency Selective Multipath Channels" in "IEEE Global Telecommunications Conference" 1990, San Diego, Dezember 1990, Seiten 2045 bis 2050). Bei der Verwendung von SAW-Filtern oder SAW-Convolvern ist die maximal zulässige Sequenzdauer des Testsignals wegen der begrenzten Baulänge der SAW-Komponenten auf maximal ca. 20 µsec beschränkt. Dieser maximal meßbare Umweg ist für Szenarien im Freien, insbesondere im Gebirge, nicht ausreichend. Beim Einsatz von SAW-Filtern für die Pulsexpansion und Pulskompression wird zur Vergrößerung des maximal meßbaren Umwegs die aperiodische Korrelation für gepulste Chirpsignale eingesetzt. Der Einfluß der Korrelationsnebenzipfel auf das Meßergebnis läßt sich durch Mismatched-Filter bzw. korrigierte m-Sequenzen etwas reduzieren.

Aufgabe der Erfindung ist es, ein Meßsystem zur Untersuchung von Mobilfunkkanälen zu schaffen, bei dem diese systembedingten Nachteile aufgrund der Korrelationsnebenzipfel vermieden sind und das im rauschfreien Fall eine exakte Vermessung der Übertragungsfunktion bzw. Impulsantwort des Mobilfunkkanals innerhalb der durch das Meßsystem vorgegebenen Meßbandbreite gestattet.

Diese Aufgabe wird bei einem Meßsystem gemäß dem Oberbegriff des Patentanspruchs 1 durch die im kennzeichnenden Teil des Patentanspruchs 1 angegebenen Merkmale gelöst. Für das Sendesignal wird eine besondere Testsignalform benutzt. Anstelle konventioneller, auf m-Sequenzen basierender Testsignale werden verschiedene, speziell optimierte Testsignale verwendet, deren komplexe Einhüllende einen minimalen Crest-Faktor aufweist. Dadurch wird der schädliche Einfluß der Nichtlinearitäten von Systemkomponenten — speziell des Leistungsverstärkers auf der Sendeseite — reduziert. Darüber hinaus gestattet dies die Einsparung eines Sendefilters. In vorteilhafter Weise werden anstelle von $2^p - 1$ Symbolen/Periode wie bei m-Sequenzen 2^n Symbole/Periode verwendet. Dadurch wird die Anwendung der Fast-Fourier-Transformation gegenüber dem Verfahren mit m-Sequenzen erleichtert. Auf der Empfangsseite wird nach der Erfindung zur Kanalschätzung die sogenannte erwartungstreue Optimalschätzung (signalangepaßte Filterung + Nebenmaxima-Reduktion) in Verbindung mit einer Kalibriermessung zur Beseitigung linearer Verzerrungen durch die Systemkomponenten anstelle der konventionellen signalangepaßten Filterung (Korrelation) eingesetzt.

Zweckmäßige Weiterbildungen der Erfindung sind in den Unteransprüchen angegeben.

Eine weitgehend digitale Realisierung des Meßsystems nach der Erfindung gewährleistet in Verbindung mit einem programmierbaren Signalverarbeitungssystem ein hohes Maß an Flexibilität sowie hohe Verarbeitungsgeschwindigkeiten. Insbesondere wird das Meßsystem nach der Erfindung auf der Empfangsseite, was die Kanalschätzung betrifft, on-line mittels Fast-Fourier-Transformation auf digitalen Signalprozessoren realisiert. Hohe Datenraten ermöglichen die Messung hoher Dopplerfrequenzen. Die in Hardware implementierte Weiterbildung der Erfindung zur Integration von direkt aufeinanderfolgenden Impulsantworten erlaubt eine Erhöhung der effektiven Meß-Empfindlichkeit on-line.

Es lassen sich neueste Analog/Digital-Wandler mit hoher Wortbreite (12 bit) und hoher Taktrate (20 MHz) einsetzen.

Im folgenden wird das Meßsystem nach der Erfindung anhand von Figuren erläutert.

Es zeigen

Fig. 1 die bereits erläuterte Darstellung der Haupteinflußgrößen für den Mobilfunkkanal,

Fig. 2 die Prinzipdarstellung eines durch Sende- und Empfangsfilter bandbegrenzten Funkübertragungskanal,

Fig. 3 ein systemtheoretisches Ersatzschaltbild des Funkkanals einschließlich Meßfrequenzgang,

Fig. 4 die schematische Darstellung einer zeitvarianten äquivalenten Impulsantwort im Basisband,

Fig. 5 ein idealisiertes diskretes Modell eines linearen Übertragungssystems,

Fig. 6 ein idealisiertes diskretes Modell des Systems nach Fig. 2,

Fig. 7 prinzipielle Basisband-Amplitudenspektren des Testsignals,

Fig. 8 das Blockschaltbild der Sendeeinrichtung eines Meßsystems nach der Erfindung,

Fig. 9 das Blockschaltbild der Empfangseinrichtung eines Meßsystems nach der Erfindung.

Es folgt zunächst eine systemtheoretische Beschreibung des Funkkanals.

Ein Funkkanal mit Mehrwegeausbreitung kann grundsätzlich in die Summe vieler Einzelpfade zerlegt werden, vgl. Fig. 1. Ihre vektorielle Überlagerung führt zur resultierenden Übertragungsfunktion. Der einzelne Pfad sei (abgesehen von der frequenzabhängigen Ausbreitungsdämpfung entsprechend der Freiraumdämpfung) nicht dispersiv und nicht bandbegrenzt. Physikalisch existieren zwar unendlich viele derartige Pfade, aber zur mathematischen Beschreibung ist die Approximation durch endlich viele Pfade N ausreichend.

Man erhält dann die komplexe Übertragungsfunktion $H(f, t)$

$$H(f, t) = \sum_{k=0}^{N-1} A_k(t) e^{-j2\pi f(\tau_{k0} + \int_{t_1}^t w_k(t') dt')} \quad (1)$$

mit der komplexen Amplitude $A_k(t) = |A_k(t)| e^{j\varphi_k(t)}$, der Laufzeit τ_{k0} der Teilwelle k und einer Funktion $w_k(t)$ zur Erfassung der zeitlichen Änderung der Laufzeit. Innerhalb der untersuchten Signalbandbreite ist der Betrag von A_k näherungsweise frequenzunabhängig; die Phase $\arg \{A_k\}$ enthält eine durch Reflexionen und Streuungen

DE 42 33 222 A1

verursachte Phasenverschiebung. Aufgrund von Bewegungen im Funkkanal sind die komplexe Amplitude und die Laufzeit im allgemeinen zeitabhängig, wobei $A_k(t)$ zusätzlich durch Abschattungen beeinflusst wird. Die Laufzeitänderungen führen für jeden Pfad k zu einer Doppler-Verschiebung des Empfangssignals. Da die einzelnen Pfade in unterschiedlichen Winkeln am — gegebenenfalls bewegten — Empfangsort einfallen, tritt in

5 jedem Pfad eine andere Doppler-Verschiebung auf, wodurch ein Doppler-Spektrum entsteht.
Bezogen auf eine beliebige Mittenfrequenz $f = f_0$ ist die Gesamt-Übertragungsfunktion innerhalb der Signalbandbreite unsymmetrisch. Ein Funkübertragungssystem, wie es in Fig. 2 mit Quadraturmodulator 4 und Sendefilter 5 in einer Sendeeinrichtung 6, mit einem Funkkanal 7 und mit einem Empfangsfilter 8 sowie einem

10 Quadraturdemodulator 9 in einer Empfangseinrichtung 10 schematisch dargestellt ist, weist naturgemäß immer eine endliche Bandbreite auf, so daß der Funkkanal 7 auch nur in dieser Bandbreite erregt wird. Aufgrund der Zeitvarianz ist die Übertragungsfunktion $H(f, t)$ gemäß Gleichung (1) und dementsprechend auch die Impulsantwort $h(\tau, t)$ vom Beobachtungszeitpunkt t abhängig.
Ein Funkausbreitungsmeßsystem als spezielles Funkübertragungssystem ermittelt daher immer die Übertragungsfunktion bzw. Impulsantwort eines — gegebenenfalls hart bandbegrenzten — Bandpaß-Kanals, die durch

15 den Frequenzgang der Filter des Meßsystems zusätzlich beeinflusst werden. Im folgenden werden die Übertragungsfunktion des Sendefilters $H_S(f)$ und des Empfangsfilters $H_E(f)$ zum Frequenzgang des gesamten Meßsystems $H_M(f) = H_S(f) H_E(f) \rightarrow m(\tau)$ zusammengefaßt. Dann gilt der Zusammenhang zwischen der beobachtbaren Kanal-Übertragungsfunktion $H_k(f, t)$ mit Gleichung (1) und der zugehörigen Impulsantwort

$$20 \quad H_k(f, t) = H_M(f) H(f, t) \rightarrow h_k(\tau, t) = m(\tau) * h(\tau, t) = \int_{-\infty}^{\infty} H_M(f) H(f, t) e^{j2\pi f \tau} df. \quad (2)$$

Im folgenden wird nur der rauschfreie Fall untersucht, um die prinzipiellen Zusammenhänge zur Ermittlung der Impulsantwort des bandbegrenzten Kanals zu zeigen. Man erhält das systemtheoretische Ersatzschaltbild (vgl. Fig. 3) des durch das Meßsystem bandbegrenzten, linearen und zeitvarianten Übertragungskanals mit Hilfe der Beschreibung im äquivalenten Tiefpaß-Bereich (Index T) durch Inphase-(Index I) und Quadraturkomponenten (Index Q). Die Impulsantwort des zeitvarianten Bandpaß-Systems ist reell; dagegen ist die äquivalente

30 Impulsantwort im Tiefpaß-Bereich aufgrund der Unsymmetrie der Übertragungsfunktion komplex.
Für die folgenden Überlegungen wird ohne Beschränkung der Allgemeinheit vorausgesetzt, daß $H_M(f)$ symmetrisch zu einer Mittenfrequenz f_0 ist ($m_{T,Q}(\tau) = 0$). Man erhält dann mit den äquivalenten komplexen Tiefpaß-Signalen den Zusammenhang zwischen dem erregenden Signal $s(\tau)$ und dem Ausgangssignal $g(\tau, t)$ gemäß Fig. 2:

$$35 \quad g(\tau, t) = s(\tau) * m(\tau) * h(\tau, t) \\ = \text{Re} \left\{ \frac{1}{4} s_T(\tau) * m_T(\tau) * h_T(\tau, t) \right\} e^{j2\pi f_0 \tau} \\ = \frac{1}{4} m_{T,I}(\tau) \left[s_{T,I}(\tau) * h_{T,I}(\tau, t) \right] - \left[s_{T,Q}(\tau) * h_{T,Q}(\tau, t) \right] \cos(2\pi f_0 \tau) \\ - \frac{1}{4} m_{T,I}(\tau) \left[s_{T,I}(\tau) * h_{T,Q}(\tau, t) \right] + \left[s_{T,Q}(\tau) * h_{T,I}(\tau, t) \right] \sin(2\pi f_0 \tau) \quad (3)$$

40 mit: (.)*(.) Faltung.

Dabei werden die Quadraturkomponenten von $g(\tau, t)$ in gleicher Weise mit $m_{T,Q}(\tau)$ bewertet.

Fig. 4 zeigt schematisch den Betrag der zeitvarianten äquivalenten Impulsantwort im Basisband $h_{k,T}(\tau, t)$ zu verschiedenen Beobachtungszeiten t .

45 Die Dauer einer auswertbaren Impulsantwort entspricht der Differenz $\Delta\tau$ der maximalen und minimalen Umweglaufzeit τ_{\max} und τ_{\min} für den signifikanten Teil von $h_{k,T}(\tau, t)$. Bezogen auf die Meßtechnik — wo eine einzelne Messung nicht während eines "Zeitpunktes" durchgeführt werden kann, sondern stets endlich viel Zeit ($\geq \Delta\tau \neq 0$) in Anspruch nimmt — muß allerdings gewährleistet werden, daß die Zeitabhängigkeit in der Umgebung eines "Zeitpunktes" vernachlässigbar klein ist. Für praktisch auftretende Fälle kann vorausgesetzt werden,

50 daß $H(f, t)$ bzw. $h(\tau, t)$ während der Meßdauer für eine Impulsantwort zeitunabhängig ist. Der Kanal kann dann als stückweise zeitinvariant angesehen werden.
Durch die Bandbegrenzung des Meßsystems auf B_{HF} ist die Auflösung der Laufzeitunterschiede $\delta\tau$ einzelner Pfade näherungsweise auf $\delta\tau = 2/B_{HF}$ begrenzt. Durch die Wahl des Meßfrequenzgangs können bei geeigneter Filterung (gegebenenfalls nachträglich durch geeignete Fenstertechniken) isolierte Pfade deutlicher hervorge-

55 hoben werden. Dadurch wird die Darstellungsweise des Übertragungskanals verändert, um gewisse Phänomene wie Laufzeiten und isolierte Reflektoren genauer interpretieren zu können; der physikalische Hintergrund bleibt davon allerdings unberührt. Dies bedeutet — wiederum aus meßtechnischer Sicht — daß dabei die Angabe des verwendeten Referenz- bzw. Bewertungsspektrums unerläßlich ist, weil sonst Daten z. B. über Delay-Spread nicht vergleichbar sind.

60 Die Änderung von $h_{k,T}(\tau, t)$ in Abhängigkeit vom Beobachtungszeitpunkt t wird durch die Bewegung im Funkkanal und damit durch Abschattungen und den Doppler-Effekt bewirkt. Das Verzögerung-Doppler-Spektrum mit der Verzögerung τ als Parameter und der Doppler-Frequenz f_D lautet:

$$65 \quad s(\tau, f_D) = \int_{-\infty}^{\infty} h_{k,T}(\tau, t) e^{-j2\pi f_D t} dt. \quad (4)$$

Zur Berechnung des Doppler-Spektrums muß also die komplexe Impulsantwort vollständig vorliegen. Sie

DE 42 33 222 A1

kann durch Quadratur-Demodulation im Empfänger bereitgestellt werden.

Zur mathematischen Beschreibung des beim Meßsystem nach der Erfindung verwendeten Verfahrens der Optimalschätzung wird das folgende idealisierte diskrete und in Fig. 5 dargestellte FIR-Modell (Finite Impulse Response) eines zunächst noch beliebigen linearen Übertragungssystems im Basisband zugrunde gelegt. Die Motivation für die Verwendung eines diskreten Modells im Basisband hat seine Ursachen in der digitalen Signalerzeugung im Sender (D/A-Wandlung und Aufwärtsmischen) und in der entsprechenden Verarbeitung der Empfangssignale im Empfänger (Abwärtsmischen und A/D-Wandlung). Die Verwendung eines FIR-Modells ist deshalb zulässig, weil die beobachtbare Impulsantwort des realen Funkkanals nur eine endliche Dauer besitzt.

Der physikalische Hintergrund hierbei ist die entsprechend Gleichung (1) additive Überlagerung der an endlich vielen (Dimension des Modells: maximal N) Streuzentren reflektierten Signale. Die unterschiedlichen Laufzeiten auf diesen Pfaden (im Modell durch Indizierung repräsentiert) treten im diskreten Modell nur in ganzzahligen Vielfachen von T auf (wertdiskret), während die Laufzeiten τ_{k0} des physikalischen Kanals wertkontinuierlich sind. Da der Kanal als stückweise zeitinvariant betrachtet werden kann, ist es möglich, die unterschiedliche Bewertung der Amplituden zu jedem "Zeitpunkt" durch komplexe Zahlenwerte w_μ mit $\mu = 0 \dots N-1$ zu modellieren. Für die Beschreibung wird ein rauschfreies Modell angenommen.

Die Ein/Ausgangsbeziehung eines FIR-Filters mit den Bezeichnungen nach Fig. 5 wird allgemein durch die skalare diskrete Faltung der Folgen $(u_0, u_1, u_2, \dots, u_{N-1})$ und $(w_0, w_1, w_2, \dots, w_{N-1})$ beschrieben.

$$v_\kappa = \sum_{\mu=0}^{N-1} w_{\kappa-\mu} u_\mu = \sum_{\mu=0}^{N-1} u_{\kappa-\mu} w_\mu \quad \kappa = 0 \dots 2N-2, \quad (5)$$

die bei periodischer Erregung in die zyklische Faltung übergeht. In kompakter vektorieller Schreibweise gilt somit:

$$v = \sum_{\mu=0}^{N-1} w_\mu S^\mu u = \sum_{\mu=0}^{N-1} u_\mu S^\mu w = T(w) u = T(u) w \quad (6)$$

mit:

Erregung

$$u = (u_0, u_1, u_2, \dots, u_{N-1})^t$$

Reaktion

$$v = (v_0, v_1, v_2, \dots, v_{N-1})^t$$

Impulsantwort

$$w = (w_0, w_1, w_2, \dots, w_{N-1})^t \quad (7)$$

In Gleichung (6) entspricht T dem "Toeplitz"-Operator zur kompakten Formulierung der Übertragungseigenschaften des Systems

$$T(w) = \begin{bmatrix} S^0 w & S^1 w & S^2 w & \dots & S^{N-1} w \\ w_0 & w_{N-1} & w_{N-2} & \dots & w_1 \\ w_1 & w_0 & w_{N-1} & \dots & w_2 \\ w_2 & w_1 & w_0 & \dots & w_3 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{N-1} & w_{N-2} & w_{N-3} & \dots & w_0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

und S dem "Shift"-Operator zur Erzeugung von zyklischen Permutationen eines Vektors

DE 42 33 222 A1

$$S^{\mu} = \begin{bmatrix} 0 & \vdots & 1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \vdots & 0 \end{bmatrix}; \quad S^0 = S^N = I_N \text{ Einheitsmatrix der Dimension } N. \quad (9)$$

Auf dieser Basis wird das grundlegende Verfahren der erwartungstreuen Schätzung bzw. Optimal-Schätzung erläutert, das in der Channel Sounder Realisierung nach der Erfindung eingesetzt wird. Hierzu wird das folgende, in Fig. 6 dargestellte Kaskadenmodell aus der Sendeeinrichtung 11, dem Funkkanal 12 und der Empfangseinrichtung 13 betrachtet. Der Funkkanal 12 wird als stückweise zeitinvariant angesehen, so daß die Koeffizienten h_i einer momentanen Impulsantwort zugeordnet werden können. Das Verfahren selbst gliedert sich in eine Kalibriermessung zur Bestimmung des Einflusses des Meßsystems und die anschließende meßtechnische Ermittlung der Kanal-Impulsantwort.

Die im Prinzip beliebige — lediglich periodische — Erregung u bewirkt, daß (bei Betrachtung im Basisband) der Kanal mit dem periodischen Testsignal t erregt wird. Am Eingang des Empfängers liegt dann das Empfangssignal r an, das durch die unvermeidbare Filterwirkung des Empfängers 13 in das eigentliche auswertbare Empfangssignal v transformiert wird. Für dieses detektierbare Signal v im Basisband gilt dann gemäß der Kaskadenschaltung:

$$v = T(e)r = T(e)T(h)t = T(e)T(h)T(s)u = T(h)T(e)T(s)u = T(h)v_k = T(v_k)h. \quad (10)$$

Dabei wurde zur Zusammenfassung der Transformationsmatrizen des Meßsystems das Kommutativitätsgesetz innerhalb einer linearen Kaskadenschaltung angewandt. Der Vektor v_k als Zusammenfassung von $T(e)T(s)$ stellt das Empfangssignal für den Fall dar, daß $T(h) = I_N$ ist. Für seine Bestimmung wird eine sogenannte Kalibriermessung durchgeführt, bei der die Sendeeinrichtung und Empfangseinrichtung unmittelbar verbunden werden und implizit die gemeinsame Übertragungsfunktion ermittelt wird.

Zunächst wird auf die Kalibriermessung eingegangen:

Mit der Impulsantwort h_k der Durchverbindung folgt:

$$h_k = (1, 0, 0, \dots, 0)^T \Leftrightarrow T(h_k) = I_N \\ \Rightarrow v_k = T(e)T(s)u. \quad (11)$$

Es sei ausdrücklich darauf hingewiesen, daß an dieser Stelle weder e noch s noch u explizit bekannt sein müssen; nur die Kenntnis von v_k ist erforderlich. Während der Vermessung des Funkkanals sind die Sendeeinrichtung 11 bzw. 13 getrennt; dann wird das Signal v empfangen. Dabei wird selbstverständlich vorausgesetzt, daß sich bei der Vermessung des Funkkanals 12 gegenüber der Kalibriermessung weder die Filterfunktionen e und s noch die erregende Testfunktion u verändert haben. Die Impulsantwort h des Kanals erfüllt somit gemäß Gleichung (10) das folgende Gleichungssystem:

$$v = T(v_k)h. \quad (12)$$

Die allgemeine Lösung eines derartigen Gleichungssystems liefert die Optimal-Schätzung, die z. B. aus dem Aufsatz von T.P. Felbauer: "Die Optimalschätzung als vorteilhafte Alternative zur Korrelation in Radarsystemen mit expandierten Impulsen" in "ABU" 46, 1992, Nr. 1, Seiten 32 bis 38 bekannt ist. Die mathematischen Wurzeln dieses Verfahrens sind in der Lösung allgemeiner linearer Gleichungssysteme mittels der sogenannten Moore-Penrose Inversen A^+ einer Matrix A zu finden. $A^+ = (A^*A)^{-1}A^*$ erzeugt dabei die MNLS-Lösung (Minimum Norm, Least Square) des Gleichungssystems $y = Ax$ in der Form $x = A^+y$, wobei unter allen Lösungsvektoren x derjenige berechnet wird, der sowohl den kleinsten quadratischen Fehler $|y - Ax|^2$ (Least Square) aufweist als auch minimale Länge (Minimum Norm) besitzt und somit eine numerisch günstige Lösung allgemeiner Gleichungssysteme liefert. Diese allgemeine Lösung des Gleichungssystems kann wie folgt angegeben werden:

Berechnung der Impulsantwort h :

$$v = T(v_k)h \Rightarrow h = T^+(v_k)v \quad (13)$$

mit $T^+(v_k) = [T^*(v_k)T(v_k)]^{-1}T^*(v_k)$

und $(\cdot)^*$ konjugiert komplex und transponiert.

Im vorliegenden Anwendungsfall kann diese Lösung aufgrund der Eigenschaften der Transformationsmatrix vereinfacht werden; $T(v_k)$ ist aufgrund der zyklischen Faltung quadratisch und voll besetzt. Wenn $T(v_k)$ den vollen Rang N besitzt — oder gleichbedeutend $\det(T(v_k)) \neq 0$ erfüllt ist — gilt hier für $T^+(v_k)$

$$T^+(v_k) = T^{-1}(v_k)T^*(v_k) = T^{-1}(v_k). \quad (14)$$

d. h. die Moore-Penrose Inverse T^+ ist hier mit der Inversen T^{-1} identisch. Bei allgemeinen Gleichungssystemen

DE 42 33 223 A1

(Rang der Transformationsmatrix $< N$) muß zur Bestimmung der Lösung lediglich die Inverse der hermiteschen Matrix $T^*(v_k) T(v_k)$ existieren.

Mit Hilfe der diskreten Fourier-Transformation kann gezeigt werden, daß die Matrix $T(v_k) \rightarrow$ und damit auch $T^*(v_k)$ — immer invertierbar ist, wenn das diskrete Fourier-Spektrum von v_k vollständig ist, d. h. alle N Spektrallinien sind vorhanden (siehe auch Gleichungen 17 bis 22). Für dieses vollständige Spektrum kann Gleichung (13) im Frequenzbereich eindeutig gelöst werden, so daß nach inverser diskreter Fourier-Transformation auch im Zeitbereich eine eindeutige Lösung für Gleichung (13) existiert. Das Meßsystem muß damit die notwendige und hinreichende Bedingung erfüllen, daß der Meßfrequenzgang innerhalb der Meßbandbreite keine Nullstellen aufweist und die Erregung u ein vollständiges Spektrum besitzt.

Die Interpretation der Gleichung (13) zeigt die enge Verwandtschaft des hier vorgestellten Verfahrens mit dem Korrelationsverfahren. Der erste Transformationsschritt $T^*(v_k)v$ entspricht der Korrelation des Empfangssignals mit dem Kalibriersignal. Dabei wird jedoch bereits im Gegensatz zum klassischen Korrelationsverfahren die Impulsantwort des Meßsystems $m(\tau)$ zusätzlich berücksichtigt. Mit dem zweiten Schritt $T^*(v_k) T(v_k)^{-1} T^*(v_k)v$ werden die Korrelationshebungsipfel eliminiert. Das Verfahren der Optimal-Schätzung geht also — zumindest theoretisch — in diese Form des Korrelationsverfahrens über, wenn $T(v_k)$ eine unitäre Matrix mit $T^*(v_k) T(v_k) = I_N$ ist. Mit Gleichung (13) gilt dann:

$$h = T^*(v_k)v$$

entsprechend

$$\eta_h(\tau, t) = m^*(-\tau) \cdot s^*(-\tau) \cdot h(\tau, t) \cdot m(\tau) \cdot s(\tau) \\ = R_m(\tau) \cdot R_s(\tau) \cdot h(\tau, t) \quad (15)$$

Man kann zeigen, daß $T(v_k)$ nur dann unitär ist, wenn $R_m(\tau)$ und $R_s(\tau)$ diracförmig sind. Dies bedeutet, daß das Meßsystem und das Meßsignal nicht handbegrenzt sein dürfen, was aus physikalischen Gründen nicht möglich ist. Das Meßergebnis $\eta_h(\tau, t)$ dieser Korrelation stellt daher wegen der Korrelationsnebenzipfel durch die AKF $R_m(\tau)$ und $R_s(\tau)$ von $m(\tau)$ und $s(\tau)$ und der zusätzlichen Berücksichtigung des Meßfrequenzgangs nur eine Approximation von $h_g(\tau, t)$ dar. Dagegen liefert die Optimal-Schätzung die Impulsantwort $h_g(\tau, t)$ innerhalb der Meßbandbreite bei Abwesenheit von Rauschen exakt. Bezüglich des numerischen Aufwandes sind beide Verfahren vergleichbar.

Im folgenden wird der Weg zur effizienten Durchführung der erforderlichen Rechenschritte beschrieben.

Bei der Matrix $T(v_k)$ handelt es sich um eine zirkulante Matrix vom Typ $T(w)$ nach Gleichung (8), bei der jede Spalte (Zeile) mit dem Index $x+1(\mu+1)$ erzeugt wird durch eine zyklische Permutation der Spalte x (Zeile μ) in Richtung wachsender Indizes. Derartige Matrizen können am effizientesten mittels der diskreten Fourier-Transformation DFT bearbeitet werden.

Man kann nun zeigen, daß mit der Transformationsmatrix D der diskreten Fourier-Transformation

$$D = 1/\sqrt{N} [d_0^{x \cdot \mu}]_{x=0 \dots N-1; \mu=0 \dots N-1} \quad (16)$$

mit:

$$d_0 = e^{-j2\pi/N}; D^* D = I_N$$

die rechtszirkulanten Matrizen und damit auch die allgemeine Toeplitz-Matrix $T(w)$ auf Diagonalform gebracht werden können. Es gilt also allgemein:

$$T(w) = D^* \text{diag}(w) D \quad \Leftrightarrow \quad \text{diag}(w) = D T(w) D^*$$

$$\text{mit: Spektralbereich: } w = (w_0, w_1, w_2, \dots, w_{N-1})^T = \text{DFT}(w)$$

$$\text{Zeitbereich: } w = (w_0, w_1, w_2, \dots, w_{N-1})^T = \text{IDFT}(w) \quad (17)$$

$$\text{und} \quad \text{diag}(w) = \begin{bmatrix} w_0 & & \\ & \ddots & \\ & & w_{N-1} \end{bmatrix}.$$

Damit kann die Impulsantwort h numerisch berechnet werden unter Anwendung der DFT auf das Kalibriersignal v_k und das Meßsignal v , N einfacher skalarer Divisionen und anschließender Rücktransformation mittels IDFT. Dieser Weg ist numerisch effizienter als die direkte Berechnung der Diagonalmatrix gemäß Gleichung (17) durch ein zweifaches Matrixprodukt. Die erforderlichen Transformationsschritte können dann besonders effizient mittels FFT und IFFT durchgeführt werden, wenn $N = 2^n$ gewählt wird. Die Berechnungsvorschrift der Optimal-Schätzung in Verbindung mit der Kalibrierung lautet dann der Reihe nach:

Ergebnis v_k der Kalibrierung nach Gleichung (11) einmalig für alle zu berechnenden Impulsantworten in den Spektralbereich transformieren

$$v_k = D v_k = \text{DFT}(v_k) \quad (18)$$

Empfangene Basisbanddaten v nach Gleichung (12) für jede Messung in den Spektralbereich transformieren

DE 42 33 222 A1

$$\underline{v} = Dv = \text{DFT}(v) \quad (19)$$

Optimal-Schätzung im Frequenzbereich ausführen (Division des gemessenen Spektrums durch das Kalibrier-Spektrum-Übertragungsfunktion des Meßsystems)

$$\text{diag}(h) = \text{diag}(v) \text{diag}^{-1}(v_k) \quad (20)$$

Momentane Impulsantwort h durch Rücktransformation

$$h = D^*h = \text{IDFT}(h) \quad (21)$$

Ohne Beschränkung der Allgemeinheit wurde dabei implizit als einzige notwendige Voraussetzung für a , s und u (gemäß Gleichungen (10) und (11)) angenommen, daß das Sendesignal und die gemeinsame Übertragungsfunktion aus Sender und Empfänger dergestalt sind, daß alle diskreten Spektralanteile des Kalibrier-Spektrums vorhanden sind, d. h. es gilt die Bedingung für die Matrixinversion:

$$\det(\text{diag}(v_k)) \neq 0 \Leftrightarrow (v_k)_\mu \neq 0 \text{ für alle } \mu = 0 \dots N-1. \quad (22)$$

Es wurde bereits erläutert (Gleichung 11), daß bei der Anwendung der Optimal-Schätzung im Prinzip jedes beliebige periodische Testsignal t bzw. jede beliebige periodische Erregung u zur Vermessung des Funkkanals verwendet werden kann. Innerhalb der Meßbandbreite muß allerdings entsprechend Gleichung (22) das Spektrum vollständig sein. Hier soll nun auf weitere technische Randbedingungen eingegangen werden, die zur Auswahl spezieller Testsignale führen.

Ein periodisches Testsignal gestattet die effiziente und fehlerfreie Signalverarbeitung im Empfänger mit Hilfe der FFT gemäß Gleichungen (18) bis (21). Das zweiseitige Spektrum des äquivalenten Basisband-Testsignals besteht daher aus $N = 2^n$ Spektrallinien mit dem Linienabstand $1/T_p$, wobei T_p der Periodendauer des Testsignals entspricht. Entsprechend den Gleichungen (17) bis (21) kann das Testsignal auch durch $N = 2^n$ — im allgemeinen komplexe — Abtastwerte im Zeitbereich ohne Informationsverlust dargestellt werden, wenn das Abtasttheorem streng erfüllt wird. Die Abtastfrequenz muß nun derart gewählt werden, daß die durch die FFT festgelegten Frequenzen gleich den Vielfachen der Grundschiwingung des Testsignals sind, um eine Degradation der berechneten Amplitudenwerte zu vermeiden. Damit gilt der Zusammenhang zwischen der Periodendauer T_p , der Abtastfrequenz f_s und der Anzahl der Abtastwerte N'

$$\Delta t < T_p \Rightarrow N'/f_s = N'T \quad (23)$$

mit:

$$N' = 2^{n+i} \geq N = 2^n.$$

T_p stellt ein ganzzahliges Vielfaches des Zeitinkrements T des diskreten Modells nach Fig. 5 dar und entspricht nach Fig. 4 dem Eindeutigkeitsbereich der Messung; die Periodendauer muß daher zur Vermeidung von Überfaltungen größer gewählt werden als die zu erwartende signifikante Dauer Δt der Impulsantwort (was auch die Annahme eines FIR-Modells rechtfertigt). Der Überabtastfaktor in Gleichung (23) ist durch 2^i beschrieben. Fig. 7 zeigt die prinzipiellen Möglichkeiten von Basisband-Amplitudenspektren $|U(f)|$ des Testsignals zur Einhaltung der Gleichung (23).

Im Fall a) von Fig. 7 besteht das Sendespektrum aus N von Null verschiedenen Spektrallinien, das somit prinzipiell die notwendige Bedingung nach Gleichung (22) erfüllt. Der Kanal wird für N diskrete Frequenzen erregt. Da dieses Spektrum bezüglich $f = 0$ unsymmetrisch ist, kann es nur mit einem komplexen Basisbandsignal erzeugt werden. Für die Abtastfrequenz f_s folgt aus Gleichung (23)

$$f_s = 2^i N/T_p \quad (24)$$

Für eine möglichst effiziente Signalverarbeitung wird $i = 0$ und damit $f_s = B_{HF}$ gewählt. Dabei liegt jedoch die Linie $(N/2)/T_p$ bei $f_s/2$ und verletzt damit das Abtasttheorem. Aliasing wird nur vermieden, wenn die Linie bei $-(N/2)/T_p$ tatsächlich verschwindet. Dies stellt auf der Sendeseite hohe Anforderungen an die Symmetrie der I- und Q-Kanäle. Da die Abtastung und Rekonstruktion in dem speziellen Fall des Signals bei $(N/2)/T_p$ wegen der Verletzung des Abtasttheorems von den Abtastzeitpunkten abhängt, kann diese Spektralkomponente nur mit großer Unsicherheit ermittelt werden; bei zufälliger Abtastung in den Nulldurchgängen kann sie verschwinden und damit Gleichung (22) verletzen. Daher wird in Gleichung (18) bis (21) das Element $N/2$ im Kalibrier-Spektrum v_k entsprechend Gleichung (17) auf einen beliebigen Wert ungleich null gesetzt, um die Bedingung nach Gleichung (22) zu erzwingen. Diese Spektralkomponente wird jedoch wegen ihrer Unsicherheit sinnvollerweise nicht für die Berechnung von $h(\tau, t)$ verwendet, so daß das Element $N/2$ im Spektrum h nach Gleichung (21) durch nachträgliche Bandbegrenzung zu null gesetzt wird. Damit wird der Kanal tatsächlich nur in der Bandbreite $B_{HF} - 2/T_p$ statt in der Bandbreite $B_{HF} - 1/T_p$ charakterisiert. Durch Überabtastung können diese Probleme — jedoch zu Lasten der Effizienz — vermieden werden.

Das Aliasing-Problem kann grundsätzlich vermieden werden, wenn die Linie bei $(N/2)/T_p$ zu null gesetzt wird (Fall b) von Fig. 7. Dieses Signal kann als reelles oder komplexes Basisbandsignal erzeugt werden. Die Signalverarbeitung und die meßbare Bandbreite entsprechen jedoch direkt dem Fall a) von Fig. 7.

Bei einem nicht frequenzselektiven Funkkanal erhält man bei weißem additiven Rauschen innerhalb der

DE 42 33 222 A1

Meßbandbreite einen konstanten spektralen Signal/Rausch-Abstand des Empfangssignals, wenn alle Spektrallinien des Testsignals dieselbe Amplitude besitzen. Da das Sendespektrum nicht jeweils an den zeitvarianten frequenzselektiven Funkkanal angepaßt werden kann, stellt ein bandbegrenztes weißes Testsignal den günstigsten Kompromiß bezüglich des empfangsseitigen Störabstandes dar. Durch dieses Rechteck-Fenster nimmt das Meßsystem — außer der harten Bandbegrenzung — keine weitere Filterung des Funkkanals vor.

Das Testsignal nach Fig. 7 kann mathematisch wie folgt beschrieben werden:

$$u_{\text{TF}}(t) = \sum_{i=(N/2-1)}^{N/2} A_i \sin[(\omega_0 + i 2\pi/T_p) t + \theta_i] \quad (25)$$

Fall a) $A_i = A$ für $-(N/2-1) \leq i \leq N/2$

Fall b) $A_i = A$ für $-(N/2-1) \leq i \leq N/2-1$

$A_{N/2} = 0$.

Zur Reduktion starker nichtlinearer Verzerrungen bei der Aussteuerung des Sendeverstärkers muß der Crest-Faktor (CR = Spitzenwert/Effektivwert) der Einhüllenden und damit die AM-Komponente des Testsignals möglichst klein sein. Die Phasenwinkel θ_i der einzelnen Spektralanteile des Testsignals sind bezüglich der Optimal-Schätzung beliebig wählbar, so daß durch ihre Wahl der Crest-Faktor minimiert werden kann. Für die einzelnen Fälle nach Fig. 7 erhält man die folgenden Freiheitsgrade:

Fall a) komplexes Basisbandsignal	N	θ_i frei wählbar
Fall b) komplexes Basisbandsignal	N-1	θ_i frei wählbar
reelles Basisbandsignal	N/2	θ_i frei wählbar.

Bei komplexen Basisbandsignalen für z. B. BHP $T_p = N = 256$ wird CR $\approx 1,27$ im Gegensatz zu CR = 2,06 bei reellen Signalen erreicht; dies gestattet eine deutlich bessere Leistungsaussteuerung des Sendeverstärkers bei wesentlich geringeren nichtlinearen Verzerrungen als bei reellen Testsignalen.

Im folgenden wird anhand der Fig. 8 und 9 ein vorteilhaftes und beispielhaftes Meßsystem nach der Erfindung beschrieben, bei dem die Einflüsse durch Mehrwegeempfang, Abschattungen und Doppler-Effekt erfaßt sind. Meßtechnisch wird die äquivalente komplexe Impulsantwort im Basisband bestimmt. Das System ist im wesentlichen für zukünftige Mobilfunk-Systeme im Bereich um 1800–2000 MHz konzipiert, wobei das Schwergewicht auf die Untersuchung von Outdoor- bzw. Macrocell-Szenarien gelegt wird. Hieraus ergeben sich die wesentlichen Randbedingungen, aus denen die Anforderungen an das Meßsystem abgeleitet werden.

Die Meßbandbreite muß größer als die derzeit diskutierte Systembandbreite von 2 MHz für UMTS sein und auch für zukünftige CDMA-Systeme geeignet sein, für die mit einer größeren Bandbreite zu rechnen ist.

Besonders in gebirgigen Regionen können aufgrund starker Reflexionen noch signifikante Umwegsignale mit Laufzeitunterschieden zum direkten Pfad von einigen 10 μ s auftreten. Dies ist insbesondere dann kritisch, wenn der direkte Pfad abgeschattet ist. Daher sollte ein Meßsystem eine Meßdauer bis ca. 100 μ s (30 km Umweg) oder mehr erlauben, um einen ausreichend großen Eindeutigkeitsbereich zu gewährleisten (siehe Fig. 4). Im innerstädtischen Gebiet liegen die signifikanten Laufzeitunterschiede häufig unter 10 μ s.

Neben langsamen Bewegungen im Funkkanal durch Fußgänger und z. B. Bäume können durch schnelle Fahrzeuge auf Autobahnen und schnelle Eisenbahnzüge selbst bei Einfachreflexionen hohe Doppler-Verschiebungen auftreten. Mit der Trägerfrequenz f_0 , der Lichtgeschwindigkeit c_0 und der maximal auftretenden Relativgeschwindigkeit $v_{\text{rel,max}}$ gilt für die maximale Doppler-Frequenz bei Einfachreflexion

$$f_{D,\text{max}} = v_{\text{rel,max}} f_0 / c_0 = v_{\text{rel,max}} / \lambda \quad (26)$$

Das Doppler-Spektrum gemäß Gleichung (4) erhält man, wenn pro Wellenlänge der Meßstrecke im Sinne des Abtasttheorems mindestens zwei Impulsantworten ermittelt werden.

Die Meßwerte $h_{\text{TF}}(\tau = \text{const}, t + \Delta t)$ entsprechen Abtastwerten der zeitkontinuierlichen Funktion $h_{\text{TF}}(\tau, t)$ gemäß Fig. 4. Zur fehlerfreien Rekonstruktion ist dazu die Abtastfrequenz $f_{\Delta t}$ (Meßrate) erforderlich:

$$f_{\Delta t} = 1/\Delta t = 2 f_{D,\text{max}} = 2 v_{\text{rel,max}} / \lambda \quad (27)$$

Für die flexible Anpassung des Systems an diese verschiedenen Randbedingungen wurde zur Begrenzung der auftretenden Datenmenge ein Kompromiß zwischen der einstellbaren Meßbandbreite (5, 10, 20 MHz) und der einstellbaren Meßdauer (12, 8 bis 1024 μ s bzw. 204,8 μ s) gewählt, wobei zur effizienten Nutzung der FFT für die Signalverarbeitung nur die Zeit-Bandbreite-Produkte BHP $T_p = N = 2^n$ mit $n = 8, 9$ und 10 realisiert sind. Dabei besitzt das Sendesignal mit minimiertem Crest-Faktor der Einhüllenden zur Reduktion nichtlinearer

DE 42 33 222 A1

Verzerrungen durch den Sende-Leistungsverstärker ein hart bandbegrenztes Spektrum gemäß Fig. 7a. Mit Blick auf die sinnvolle Realisierbarkeit einer Online-Signalverarbeitung und die Abspeicherung großer Datenmengen wurde die maximale Meßrate $f_{\text{M}} \Delta t$ nach Gleichung (27) auf ca. 1000 Impulsantworten/sec festgelegt; dies entspricht bei $f_0 = 2 \text{ GHz}$ und $f_{\text{D,max}} = 500 \text{ Hz}$ (Gleichung (27)) einer maximalen Relativgeschwindigkeit $v_{\text{rel,max}} = 270 \text{ km/h}$ im Kanal. Damit können die praktisch auftretenden Fälle abgedeckt werden.

Zur Erhöhung der Flexibilität sind die verschiedenen Meßmodi

zeitgesteuert: — zeitlicher Abstand zwischen dem Start zweier Einzelmessungen einstellbar;

ortsgesteuert: — örtlicher Abstand zwischen dem Start zweier Einzelmessungen einstellbar;

Burst-Modus: — Anzahl von Impulsantworten pro Burst, Burstabstand und zeitlicher Abstand zwischen dem Beginn zweier Impulsantworten innerhalb eines Burst einstellbar

für die Datenaufzeichnung und -auswertung realisiert, wobei ein interner bzw. externer (Ereignis-gesteuerter) Ablauf möglich ist.

Für den Einsatz des Verfahrens der Optimal-Schätzung werden eine schmalbandige statische Kalibrierung (unmodulierter HF-Träger) zur Eliminierung von Systemimperfectionen wie Offsetspannungen, Verstärkungs- und Phasenunterschiede in den Quadraturzweigen des Empfängers sowie eine breitbandige dynamische Kalibrierung gemäß Gleichung (11) mit dem eigentlichen Testsignal zur Berücksichtigung des Meßfrequenzgangs durchgeführt.

Damit die äquivalente komplexe Impulsantwort auf der Empfangsseite ohne Vortäuschung einer diskreten Doppler-Frequenz aufgrund einer Frequenzdifferenz zwischen der Sendeträgerfrequenz und der Lokaloszillatorfrequenz des Empfängers mit einem Quadratur-Demodulator ermittelt werden kann, müßte im Idealfall die Sendeträgerschwingung als Referenz am Empfangsort für einen quasi-kohärenten Empfang verfügbar sein. Als Referenzsignal zur quasi-kohärenten Übertragung und zum zeitsynchronen Betrieb werden daher sowohl die Sendeträgerschwingung und der Empfänger-Lokaloszillator als auch die Systemtakte jeweils an Rubidium-Frequenznormale angehängt, die zur Erhöhung der Frequenzgenauigkeit (hohe Kurz- und Langzeitstabilität) ihrerseits mit Hilfe des GPS-Systems mit den Cäsium-Normalen der umlaufenden Satelliten synchronisiert werden. Dadurch wird eine Frequenzgenauigkeit von etwa 10^{-11} erreicht.

Die Fig. 8 und 9 zeigen stark vereinfachte Blockschaltbilder der Sende- und Empfangs-Einrichtung zur Realisierung der beschriebenen Grundfunktionen.

In der Sende-Einrichtung nach Fig. 8 erzeugt ein Wortgenerator 14 in Verbindung mit dem Quadratur-Modulator eines Signalgenerators 15 ein breitbandiges Testsignal, das einem HF-Leistungsverstärker 16 zugeführt und über eine Sendeantenne 17 abgestrahlt wird. Damit man sich bei den Messungen den äußeren Gegebenheiten flexibel anpassen kann, sind die Bandbreite und die Periodendauer des Testsignals in weiten Grenzen einstellbar (Eingang 18). Zur Herstellung der zeitlichen Synchronität (Startzeitpunkte der periodischen Testsequenz) zwischen Sende- und Empfangs-Einrichtung wird ein HF-Rahmensignal (ausgetastete HF-Schwingung) abgestrahlt. Ein Zeit- und Frequenznormal 19 dient zur Erzeugung des Systemtakts im Wortgenerator 14 und der genauen Frequenz des Signalgenerators 15. Die Sendeantenne 17 ist an den HF-Leistungsverstärker 16 über eine Stehwellenverhältnis-Meßeinrichtung 20 angeschlossen.

Die in Fig. 9 dargestellte Empfangs-Einrichtung gliedert sich in einen Empfänger (Analogteil) 21, eine Einrichtung 22 zur Signalvorverarbeitung und eine Einrichtung 23 zur eigentlichen Signalverarbeitung.

Im Empfänger (Analogteil) 21 wird das Empfangssignal verstärkt, auf die eingestellte Meßbandbreite B_{M} bandbegrenzt und in einem Quadratur-Demodulator ins Basisband umgesetzt (Real- und Imaginärteil der Impulsantwort). Zur Erzielung einer hohen Meßdynamik von ca. 100 dB, die wegen der starken Pegelschwankungen im Mobilfunk-Kanal und zur Vermeidung von systematischen Fehlern erforderlich ist, sind ein rauscharmer Antennenverstärker 24 mit hohem zulässigen Eingangspegel und eine zweistufige AGC mit einem Regelbereich von etwa 60 dB vorgesehen (1. Stufe: Abfangen hoher Eingangspegel, maximal 0 dBm; 2. Stufe: möglichst lineare Aussteuerung der Signalvorverarbeitung). Dadurch können die in der Praxis auftretenden Pegelschwankungen verarbeitet werden. Zur gleichzeitigen Erzielung einer niedrigen Kettenrauschzahl ist der Antennenverstärker 24 extrem rauscharm und direkt am Fußpunkt der Empfangsantenne 23 angeordnet. Dadurch wird gerade bei niedrigen Empfangspegeln eine Kettenrauschzahl von ca. 2 dB erreicht.

In der Einrichtung 22 zur Signalvorverarbeitung wird das vom Empfänger 21 ins Basisband umgesetzte Signal (I- und Q-Komponente) mit einem 12 Bit A/D-Wandler quantisiert. Entsprechend Gleichung (24) wird das Signal dabei für eine möglichst effiziente Signalverarbeitung mit $f_a = B_{\text{M}}$ abgetastet. Die gewählte Wortbreite gestattet eine tatsächlich nutzbare Dynamik der Signalvorverarbeitung von ca. 50 dB. Aus den Abtastwerten wird die Regelinformation für die AGC gewonnen. Zur Steigerung der Empfindlichkeit kann der wirksame Signal/Rausch-Abstand mit Hilfe eines Hardware-Integrators durch Aufsummation direkt aufeinanderfolgender Impulsantworten (Integrationstiefe einstellbar) gesteigert werden. Für quasi stationäre Kanäle — nur hierfür ist eine Integration ohne größere Meßfehler sinnvoll — ist mit jeder Verdopplung der Integrationstiefe theoretisch ein Störabstandsgewinn von 3 dB möglich. Diese — gegebenenfalls gemittelten — Abtastwerte werden mit Zusatzinformationen wie z. B. Weg, Zeit und Ort, die aus externen Sensoren 26 gewonnen werden, über einen DSP-Bus 27 an die Einrichtung 23 zur Signalverarbeitung weitergeleitet.

Die Berechnung der Impulsantworten aus dem in digitaler Form vorliegenden Empfangssignal wird online in der zur Signalverarbeitung entsprechend dem Verfahren nach Gleichung (18) bis (21) mittels schneller DSP-Prozessoren durchgeführt und auf einem schnellen-Massenspeicher 28 aufgezeichnet. Eine direkte graphische Darstellung der Impulsantworten (Monitorbetrieb) während der Messung erlaubt eine sofortige Beurteilung der Meßergebnisse. Die über die Benutzeroberfläche 29 eingegebenen Einstell- und Steuerinformationen werden über einen Steuerrechner 30 und einen VME-Bus 31 an die Einrichtungen 22 und 23 zur Signalvorverarbeitung bzw. Signalverarbeitung weitergeleitet. Das Zeit- und Frequenznormal in der Empfangseinrichtung ist mit 32 bezeichnet.

DE 42 33 222 A1

Das Gesamtkonzept ist grundsätzlich auf einen mehrkanaligen Empfänger für n-fach Diversity erweiterbar.

Patentansprüche

1. Meßsystem (Channel Sounder) zur Untersuchung von Mobilfunkkanälen unter Verwendung eines ein- 5
periodisches analoges Testsignal abgebenden Senders und eines Empfängers, in dem die zeitvariante
komplexe Impulsantwort eines Mobilfunkkanals in Realzeit bestimmt wird, dadurch gekennzeichnet, daß
ein speziell optimiertes komplexes Testsignal mit N Spektrallinien vorgesehen ist, dessen komplexe Einhül-
lende im Zeitbereich einen möglichst geringen Crest-Faktor aufweist (Crest-Faktor ist das Verhältnis von
Scheitelwert zu Effektivwert des Testsignals), und daß im Empfänger zur Kanalvermessung eine Einrich- 10
tung zur sogenannten erwartungstreuen Optimalschätzung vorgesehen ist, bei der zum einen zur Ermitt-
lung des Meßfrequenzganges eine Kalibrierung durchgeführt wird, während der der Sender und der
Empfänger unmittelbar miteinander verbunden sind, und bei der zum anderen die Impulsantwort des
bandbegrenzten Mobilfunkkanals nach dem Grundprinzip einer Division des Empfangsspektrums durch
den Meßfrequenzgang bestimmt wird. 15
2. Meßsystem nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Anzahl N der diskreten Spektrallinien des
Testsignals 2^n beträgt.
3. Meßsystem nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß der Sender eine Einrichtung zur
off-line Optimierung der Testsignale mittels einer in einem digitalen getakteten Speicher abgelegten Folge
von zeit- und wertdiskreten Abtastwerten aufweist, die off-line nach inverser diskreter Fouriertransformation 20
des zu erzeugenden Sendespektrums und anschließender Quantisierung zur Umwandlung der nach der
Fouriertransformation zeitdiskreten und wertkontinuierlichen Werte in wertdiskrete Werte berechnet
werden.
4. Meßsystem nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß die jeweils berechneten und im digitalen
Speicher abgelegten zeit- und wertdiskreten Abtastwerte unter Verwendung eines Rekonstruktionsfilters 25
zur Erzeugung eines periodischen Testsignals periodisch ausgelesen und nach einer Umsetzung in die
HF-Lage einem Sendeverstärker zugeführt werden.
5. Meßsystem nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß in der Einrichtung zur Erzeugung von
Spektrallinien der Aquidistante Abstand der Spektralwerte und damit als Reziprokwert davon die Perioden-
dauer (T_p) des periodischen Testsignals, die Meßbandbreite (B_{HF}), die Abtastfrequenz, der Betrag und die 30
Phase der Spektralwerte einstellbar sind.
6. Meßsystem nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß die der Einrichtung zur inversen diskreten
Fouriertransformation entnommenen Abtastwerte einem Quadraturmodulator zugeführt werden, in wel-
chem die analogen Basisbandsignale im I- und Q-Kanal separat erzeugt und mit Hilfe eines Oszillators in
eine Zwischenfrequenzlage gemischt und dann in einem Summierer addiert werden. 35
7. Meßsystem nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, daß der Quadraturmodulator digital ausgeführt ist
und die Abtastwerte in der Zwischenfrequenzebene off-line berechnet werden.
8. Meßsystem nach einem der Ansprüche 3 bis 7, dadurch gekennzeichnet, daß der Quantisierer und das
Rekonstruktionsfilter durch einen Digital/Analog-Wandler gebildet werden, dem die im digitalen Speicher
abgelegten Abtastwerte zugeführt werden, und daß der den digitalen Speicher und den Digital/Analog- 40
Wandler enthaltende Teil der Signalverarbeitung on-line ist.
9. Meßsystem nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die Sendeleistung
auf die N Spektrallinien des Testsignals möglichst gleichmäßig verteilt ist.
10. Meßsystem nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die Minimierung
des Crest-Faktors der Einhüllenden des Testsignals durch eine optimierte Wahl der Nullphasenwinkel der 45
einzelnen Spektrallinien erfolgt.
11. Meßsystem nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß der Empfänger
zur Kalibrierung und Punktausbreitungsmessung aus einem Empfangsverstärker, einem Empfangsfilter,
einem Analog/Digital-Wandler, einer Einrichtung zur diskreten Fouriertransformation und einer digitalen
Filterungseinrichtung besteht. 50
12. Meßsystem nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß in der Einrich-
tung zur erwartungstreuen Optimalschätzung für die Kanal-Impulsantwort die Schätzung in drei Schritten
vorgenommen wird, nämlich erstens durch die Berechnung des diskreten Fourierspektrums des Empfangs-
signals, zweitens einer Division der diskreten Spektralwerte des Empfangssignals durch die zuvor durch die 55
Kalibriermessung gewonnenen diskreten Spektralwerte des Kalibrierspektrums und drittens durch eine
Ermittlung des erwartungstreuen Schätzwertes durch eine inverse diskrete Fouriertransformation mit
anschließender Entnormierung.
13. Meßsystem nach Anspruch 12, gekennzeichnet durch die Verwendung der Fast-Fouriertransformation
(FFT) als recheneffizienter Algorithmus zur Ausführung der diskreten Fouriertransformation, wobei das
Empfangssignal durch $N = 2^n$ Abtastwerte exakt ohne Informationsverlust dargestellt wird. 60
14. Meßsystem nach einem der vorhergehenden Ansprüche, gekennzeichnet durch eine on-line Integration
von direkt aufeinanderfolgenden Impulsantworten zur Störabstandsverbesserung.
15. Meßsystem nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß im Empfänger
eine zweistufige automatische Verstärkungsregelung (AGC) vorgesehen ist, die das Empfangssignal ver-
stärkt bzw. dämpft und als Signal mit konstantem Mittelwert der Einhüllenden weitergibt. 65
16. Meßsystem nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß zur Herstellung
der zeitlichen Synchronität (Startzeitpunkt der periodischen Testsequenz) zwischen Sender und Empfänger
ein HF-Rahmensignal abgestrahlt wird (ausgetastete HF-Schwingung).

DE 42 33 222 A1

17. Meßsystem nach einem der Ansprüche 1 bis 15, dadurch gekennzeichnet, daß die zeitliche Synchronität (Startzeitpunkt der periodischen Testsequenz) zwischen Sender und Empfänger mit Hilfe einer Referenzzeit auf GPS-Signalen mit hoher Genauigkeit abgeleitet wird.

5 18. Meßsystem nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß sowohl die Sendeträgerschwingung und der Empfänger-Lokaloszillator als auch die Systemtakte an ein Frequenznormal angebunden sind, z. B. an ein Rubidium-Frequenznormal.

19. Meßsystem nach Anspruch 18, dadurch gekennzeichnet, daß die Frequenznormale zur Erhöhung der Frequenzgenauigkeit mit Hilfe des GPS-Systems mit den Cäsium-Normalen der umlaufenden Satelliten synchronisiert werden.

10 20. Meßsystem nach einem der vorhergehenden Ansprüche, gekennzeichnet durch eine Erweiterung auf einen mehrkanaligen Empfänger für n-fach Diversity.

Hierzu 4 Seite(n) Zeichnungen

15

20

25

30

35

40

45

50

55

60

65

ZEICHNUNGEN SEITE 1

Nummer:
Int. Cl.⁵:
Offenlegungstag:

DE 42 33 222 A1
G 01 R 28/00
7. April 1994

FIG 1

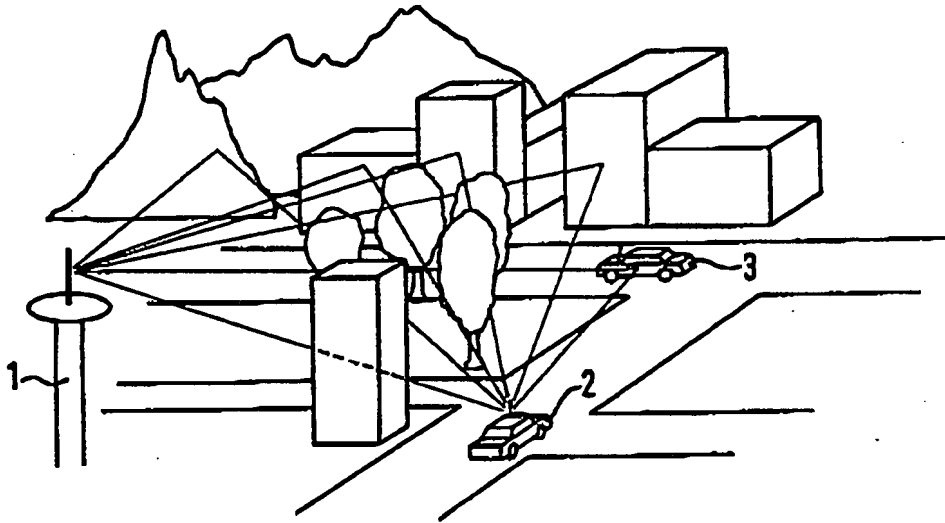
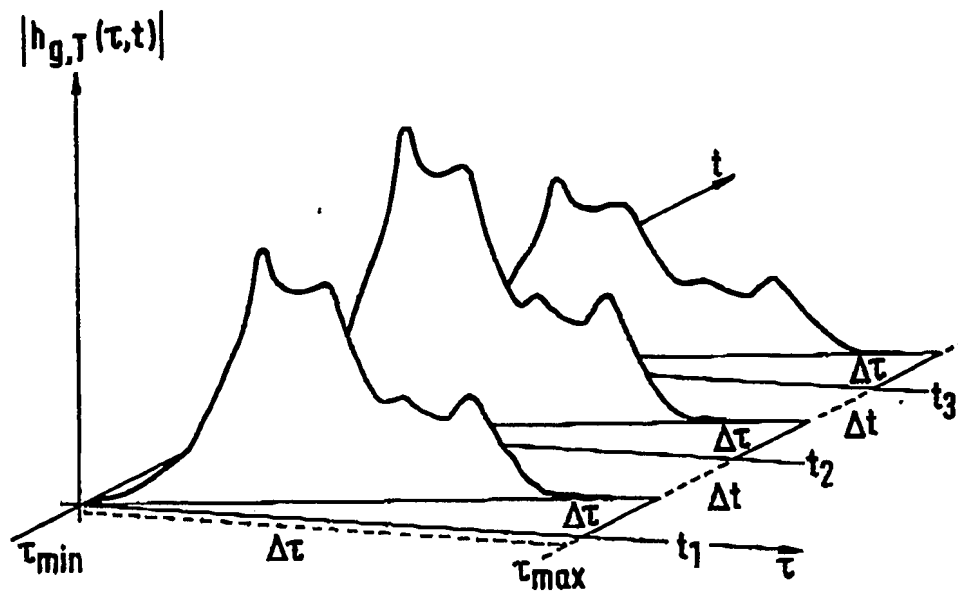
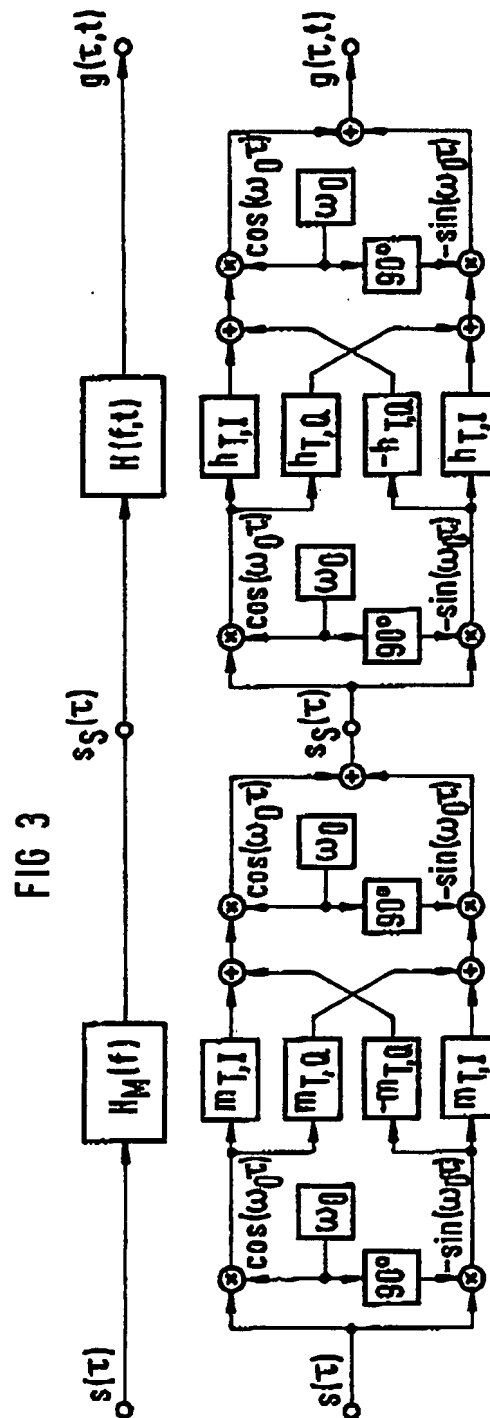
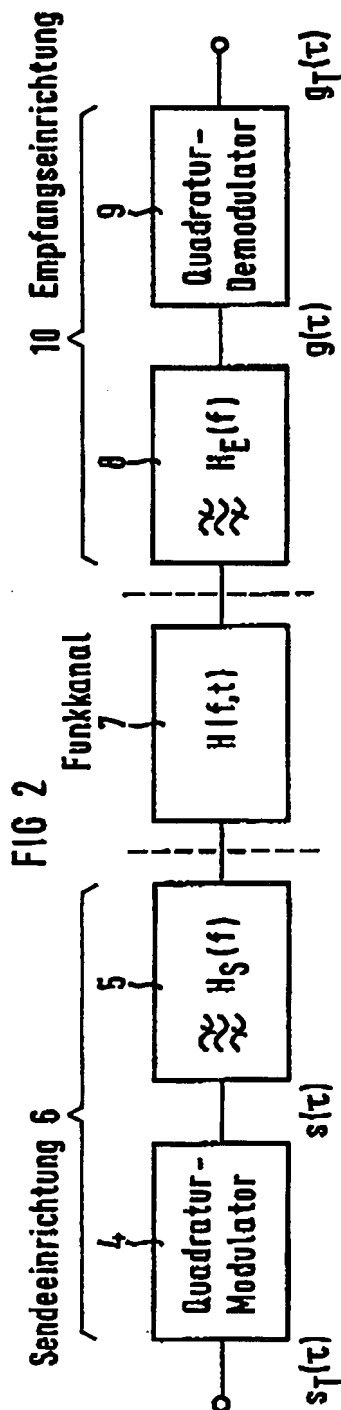


FIG 4



ZEICHNUNGEN SEITE 2



Nummer:
Int. Cl.:
Offenlegungstag:

DE 42 33 222 A1
G 01 R 29/00
7. April 1994

ZEICHNUNGEN SEITE 3

Nummer:
Int. Cl. 8:
Offenlegungstag:

DE 42 33 222 A1
G 01 R 29/00
7. April 1994

FIG 5

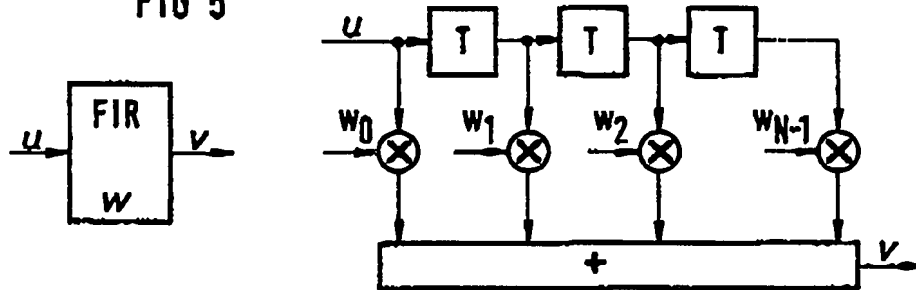


FIG 6

Sendeeinrichtung Funkkanal Empfangseinrichtung

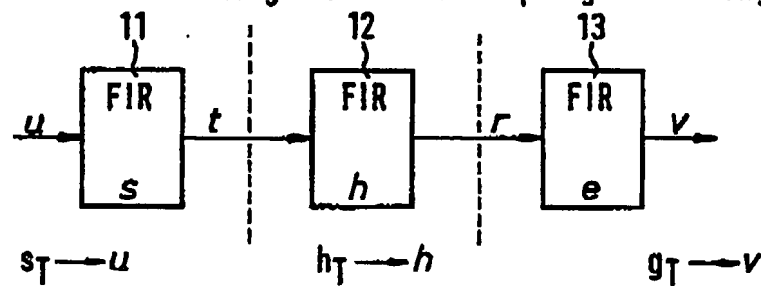


FIG 7a

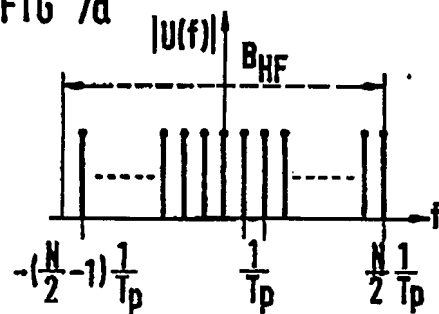
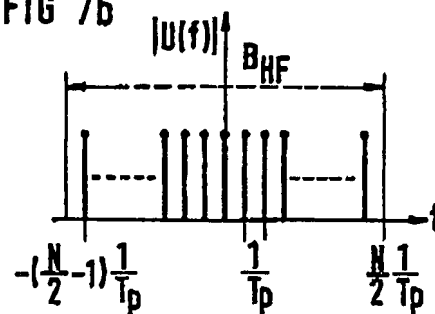


FIG 7b



$$f = \begin{cases} i/T_p & \text{für } 0 \leq i \leq N/2 \\ -(N-i)/T_p & \text{für } N/2+1 \leq i \leq N-1 \end{cases}$$

ZEICHNUNGEN SEITE 4

Nummer:

Int. Cl.⁵:

Offenlegungstag:

DE 42 33 222 A1

G 01 R 29/00

7. April 1984

FIG 8

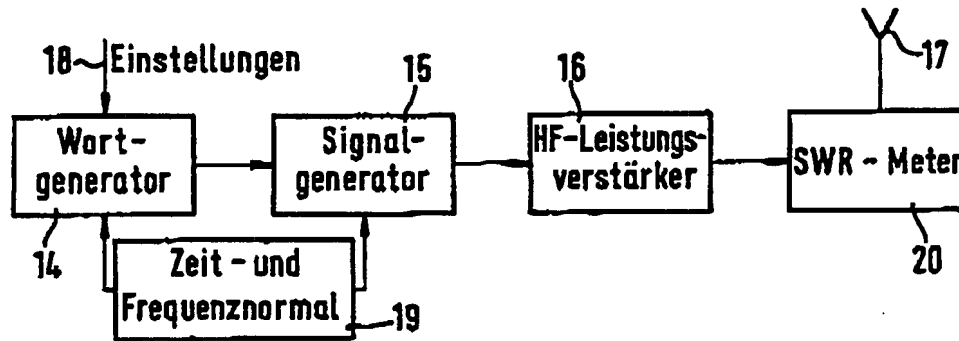


FIG 9

